

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

(11) N° de publication :

(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 660 131

(21) N° d'enregistrement national :

90 03927

(51) Int Cl^s : H 04 J 11/00; H 04 L 1/00

(12)

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

(22) Date de dépôt : 23.03.90.

(30) Priorité :

(43) Date de la mise à disposition du public de la
demande : 27.09.91 Bulletin 91/39.

(56) Liste des documents cités dans le rapport de
recherche : *Se reporter à la fin du présent fascicule.*

(60) Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

(71) Demandeur(s) : ETAT FRANCAIS, Ministère des PTT
(Centre National d'Etudes des Télécommunications) —
FR et TELEDIFFUSION DE FRANCE (S.A.) — FR.

(72) Inventeur(s) : Halbert-Lassalle Roselyne, Helard
Jean-François et Le Floch Bernard.

(73) Titulaire(s) :

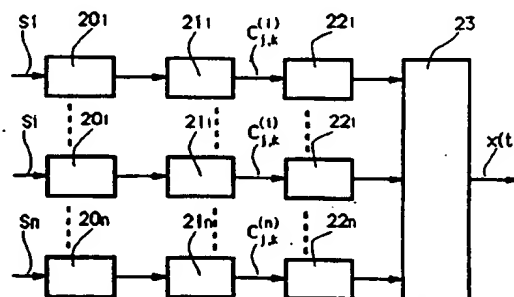
(74) Mandataire : Vidon Patrice Vidon Patrice Consultants.

(54) Dispositif de transmissions de données numériques à au moins deux niveaux de protection, et dispositif de réception correspondant.

(57) Le domaine de l'invention est celui de la transmission de données numériques, notamment dans des canaux perturbés. Plus précisément, l'invention concerne la transmission dans un même canal de données nécessitant des niveaux de protection différents vis à vis des erreurs de transmission.

L'invention a notamment pour objectif d'optimiser l'utilisation du canal de transmission en affectant des techniques de transmission différenciées à des portions de données d'un même train numérique en fonction de niveaux de protection recherchés différents, contre les erreurs de transmission.

Cet objectif est atteint à l'aide d'un dispositif de transmission de données numériques à au moins deux niveaux de protection, du type assurant la répartition des données à transmettre sous forme d'éléments numériques dans l'espace temps-fréquence et l'émission de symboles constitués chacun d'un multiplex de N porteuses orthogonales modulées par un jeu desdits éléments numériques, et transmis simultanément, comprenant des moyens de codage (20, 21) et/ou au moins deux rendements de codage (30).



FR 2 660 131 - A1



A

Dispositif de transmission de données numériques à au moins deux niveaux de protection, et dispositif de réception correspondant.

Le domaine de l'invention est celui de la transmission de données numériques, notamment dans des canaux perturbés. Plus précisément, l'invention concerne la transmission dans un même canal de données nécessitant des niveaux
5 de protection différents vis à vis des erreurs de transmission.

Les données transmises peuvent par exemple être des données sonores ou des données audiovisuelles (notamment télévision, visiophone, etc...), et plus généralement tout type de données numériques sur lesquelles il peut être
10 intéressant, utile, ou en tout cas non néfaste d'effectuer une discrimination entre les éléments numériques sur un critère de niveau de protection minimale souhaité.

L'invention a pour arrière-plan technologique le système de radiodiffusion sonore numérique tel que décrit dans les demandes françaises 86 09622 du 2 juillet 1986, et 86 13271 du 23 septembre 1986 au nom des mêmes déposants. Le système
15 de diffusion numérique présenté dans ces demandes de brevet antérieures est basé sur l'utilisation conjointe d'un dispositif de codage de canal, et d'un procédé de modulation par multiplexage de fréquences orthogonales (système COFDM : Coding Orthogonal Frequency Division Multiplex).

Le procédé de modulation proprement dit de ce système connu consiste
20 à assurer la répartition d'éléments numériques constitutifs du signal de données dans l'espace fréquence-temps f - t et à émettre simultanément des jeux d'éléments numériques sur N voies de diffusion parallèles au moyen d'un multiplex de fréquences porteuses orthogonales. Ce type de modulation permet d'éviter que deux éléments successifs du train de données soit émis à la même fréquence. Ceci
25 permet d'absorber la sélectivité fluctuante en fréquence du canal, en dispersant fréquemment, pendant la diffusion, les éléments numériques initialement adjacents.

Le processus de codage connu vise pour sa part à permettre de traiter les échantillons issus du démodulateur pour absorber l'effet de variation d'amplitude
30 du signal reçu, due au processus de Rayleigh. Le codage est avantageusement un

codage convolutif, éventuellement concaténé à un codage du type Reed-Solomon.

De façon connue, les éléments numériques codés sont de plus entrelacés, tant en temps qu'en fréquence, de façon à maximiser l'indépendance statistique des échantillons vis-à-vis du processus de Rayleigh et du caractère sélectif du canal.

5 Ce procédé est bien adapté à la diffusion de signaux numériques de haut débit (plusieurs mégabit/s) dans des canaux particulièrement hostiles comme sa première réalisation l'a montré dans le cadre de la radiodiffusion sonore numérique. Il permet notamment la réception de données numériques par des mobiles circulant en milieu urbain, c'est-à-dire en présence de parasites et de
10 brouillage, et dans des conditions de multipropagation (processus de Rayleigh), engendrant un phénomène d'évanouissement (fading).

Toutefois, dans sa forme actuelle, ce procédé n'est pas utilisé de façon optimale : le même codage canal est utilisé pour l'ensemble des données à transmettre, avec la même protection contre les erreurs de transmission, quelle que
15 soit l'importance des éléments de données.

Il est fréquent que des informations numériques destinées à être transmises dans le même canal aient des importances différentes. Ainsi, par exemple, dans le cas de signaux sonores, on sait que l'on peut tolérer un taux d'erreur d'environ 1% pour les bits les moins significatifs (LSBs), alors que les bits les plus significatifs
20 (MSBs) exigent souvent un taux d'erreur inférieur à 10^{-6} . De même, dans un signal d'images, tous les coefficients transmis n'ont pas la même importance, en particulier d'un point de vue psychovisuel.

Il est clair que le taux d'erreur est lié notamment au type de codage utilisé, toutes conditions de réception étant égales par ailleurs, et en particulier aux
25 procédés de corrections d'erreurs et aux redondances introduites. Il apparaît donc que le rendement du codage, en terme de débit, est lié au codage utilisé. En d'autres termes, plus le codage est fiable, plus son débit est faible.

Du point de vue du codage de canal seul, il est donc clair qu'un système de codage de canal protégeant uniformément le flot de données et basé sur la
30 sensibilité aux erreurs de transmission des bits les plus significatifs est sous-optimal en terme d'efficacité spectrale (nombre de bits/s/Hz).

Il en résulte un codage de bonne qualité pour l'ensemble des bits, et donc un surcodage des bits peu importants, entraînant une perte de débit de transmission.

5 On connaît déjà des procédés réalisant une adaptation du codage de canal aux exigences du codage source. Il a notamment été proposé d'utiliser des codes convolutifs poinçonnés à rendement variable (RCPC) qui sont associés, à la réception, à un décodeur de Viterbi unique fonctionnant en décision douce. Ce procédé, décrit par R.V.Cox, N. Seshadri et C.-E. W. Sundberg dans "Combined subband source coding and convolutional channel coding" (Codage source par bandes et codage de canal convolutif combinés), ITG Tagung : Digitale Sprachverarbeitung, 26, 28-10-1988, Bad Nauheim, réalise la suppression, ou poinçonnage, 10 périodique de certains bits du code source, lorsque le taux d'erreur exigé le permet.

Cependant ce type de codage reste lié à une modulation particulière, ce qui limite l'efficacité spectrale que l'on peut obtenir. Ainsi, dans le cas d'un codage 15 RCPC lié à la modulation 4-PSK ne permet d'atteindre au maximum qu'une efficacité spectrale strictement inférieure à 2. Par ailleurs, il ne semble pas possible d'utiliser cette technique dans de bonnes conditions avec des modulations à plus de quatre états de phase.

L'invention a pour objectif de pallier ces inconvénients.

20 Plus précisément, l'invention a pour objectif de fournir un dispositif de transmission numérique du type COFDM, optimisant le rendement de la transmission.

Un autre objectif de l'invention est de fournir un tel dispositif qui permette d'optimiser l'utilisation du canal de transmission en affectant des techniques de 25 transmission différenciées à des portions de données d'un même train numérique en fonction de niveaux de protection recherchés différents, contre les erreurs de transmission.

Un objectif complémentaire de l'invention est de fournir un tel dispositif, exploitant la flexibilité et l'indépendance entre les porteuses du procédé COFDM.

30 Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints à l'aide d'un dispositif de transmission de données numériques à au moins deux

niveaux de protection, du type assurant la répartition des données à transmettre sous forme d'éléments numériques dans l'espace temps-fréquence et l'émission de symboles constitués chacun d'un multiplex de N porteuses orthogonales modulées par un jeu desdits éléments numériques, et transmis simultanément, comprenant
5 des moyens de codage canal comprenant au moins deux types de modulation et/ou au moins deux rendements de codage.

Ainsi, il est possible d'attribuer à chaque type de données à transmettre, en fonction du niveau de protection contre les erreurs requis, une modulation et/ou un rendement de codage adéquats.

10 Avantageusement, ledit multiplex de N porteuses est divisé en au moins deux jeux de porteuses, à chacun desdits jeux étant affecté un type de modulation différent et/ou un codage avec rendement de codage différent.

Dans ce cas, lesdits jeux de porteuses sont préférentiellement entrelacés selon l'axe fréquentiel, de façon à ce que chacun desdits jeux de porteuses bénéficie
15 de l'indépendance en fréquence liée à la largeur de bande totale. En effet, on a intérêt à répartir les porteuses sur la plus grande largeur de bande possible, de façon à assurer une robustesse maximale vis à vis des perturbations sélectives en fréquence (notamment évanouissements).

Dans un autre mode de réalisation, le dispositif d'émission de l'invention
20 comprend, pour au moins une desdites porteuses, des moyens de sélection entre au moins deux types de modulation et/ou entre au moins deux rendements de codage en fonction du débit de transmission et des perturbations affectant le canal.

Cela permet d'adapter de façon optimale le débit aux données à transmettre.

25 Avantageusement, dans ce second mode de réalisation, le dispositif d'émission comprend des moyens de génération de données d'assistance permettant, dans des récepteurs, de connaître pour chaque train de données numériques reçu, les types de modulation et/ou les rendements de codage sélectionnés correspondants.

30 Ces deux modes de réalisation peuvent également être mis en oeuvre simultanément, chaque jeu de porteuses pouvant utiliser au moins deux types de

modulation et/ou deux rendements de codage, en fonction des données à transmettre.

De façon préférentielle, lesdits types de modulation sont des modulations de phase et/ou d'amplitude.

5 Dans un autre mode de réalisation avantageux, le dispositif de l'invention comprend, pour au moins une desdites porteuses, des moyens d'association optimale des éléments numériques codés aux états de la constellation de la modulation, selon la technique dite des modulations codées en treillis.

10 Pour permettre une démodulation cohérente, le dispositif comprend avantageusement des moyens d'insertion d'un motif de synchronisation fréquentiel récurrent dans le temps, permettant d'effectuer une démodulation cohérente dans lesdits récepteurs.

15 Préférentiellement, le dispositif d'émission de l'invention comprend au moins deux codeurs canal utilisant des polynômes générateurs identiques, de façon à permettre, dans les récepteurs, l'utilisation d'un même décodeur pour plusieurs trains de données codés par des codeurs distincts.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description suivante d'un mode de réalisation, donné à titre d'exemple illustratif et non limitatif, et des dessins annexés dans lesquels :

20 - la figure 1 présente des courbes du rapport de l'énergie par bit utile sur la densité spectrale de bruit en fonction de l'efficacité spectrale de différents modes de codage canal, dans les cas de canaux gaussien et de Rayleigh ;

- la figure 2 est un schéma de principe d'un dispositif d'émission selon l'invention ;

25 - la figure 3 est un synoptique d'une chaîne globale d'émission et réception selon l'invention, présentant les parties codage et décodage ;

- la figure 4 est un exemple d'entrelacement des jeux de porteuses, dans le cas de trois sources différentes, du point de vue du niveau de protection contre les erreurs de transmission ;

30 - la figure 5 présente le synoptique détaillé d'un dispositif d'émission selon la figure 2, dans le cas d'une application à deux niveaux de protection ;

- la figure 6 présente le synoptique détaillé d'un dispositif de réception correspondant au dispositif d'émission de la figure 5.

Le dispositif de l'invention permet de résoudre de manière optimale le problème de transmission de différentes sources de données nécessitant des protections différentes. Il est basé sur l'utilisation du procédé COFDM. En effet, chacune des porteuses du multiplex OFDM est modulée de manière indépendante, ce qui permet de leur appliquer des modulations différentes.

Ainsi, à titre d'exemple, on peut envisager d'utiliser pour la transmission de données essentielles une modulation de phase à quatre états (4-PSK), et pour des données moins importantes, une modulation à 8 ou 16 états (8-PSK ou 16 PSK). Cette dernière modulation sera moins robuste que la première, mais chaque porteuse portera 1,5 (8-PSK) ou deux (16-PSK) fois plus d'informations, à technique de codage égale, ce qui entraînera une augmentation du débit final, sans modifier le taux d'erreur associé aux données essentielles.

Le débit global D d'informations binaires sortant d'un codeur source à transmettre sur un multiplex de N porteuses dans un canal de bande B donné, où $B = N/t_s$, t_s étant la durée d'un symbole élémentaire, peut s'écrire :

$$D = \sum_{i=1}^n D_i$$

où n est le nombre de sources.

Si les différentes sources nécessitent des protections différentes vis à vis des erreurs de transmission, les valeurs de débit D_i peuvent être adaptées à chacune des sources.

Il est notamment possible, avec le procédé COFDM, de s'adapter à ce type de sources différenciées en agissant sur le rendement R_i du code associé à la source de débit D_i , par exemple en utilisant des techniques de poinçonnage.

La figure 1 présente deux courbes du rapport d'énergie par bit utile sur la densité spectrale de bruit (E_b/N_0), pour un taux d'erreur binaire de 10^{-4} , en fonction de l'efficacité spectrale (en bits/s/Hz) de la modulation, pour plusieurs types de modulation (4 PSK, 8-PSK, 16-QAM), dans des canaux gaussien et de Rayleigh. Pour un codage à 4 états de phase (4-PSK), on peut faire varier le

rendement de $1/4$ à $8/9$, l'efficacité spectrale variant alors de $0,5$ bit/s/Hz à près de 2 bits/s/Hz. Dans le même temps, le taux d'erreur augmente de façon importante, notamment dans le cas de canaux perturbés, du type canaux de Rayleigh sélectif. D'autre part, l'efficacité spectrale reste inférieure à 2 bits/s/Hz.

5 Il est donc plus intéressant, du point de vue efficacité en puissance, de passer à des constellations de modulation à plus grand nombre d'états associés à des procédés de codage adéquats selon le principe des modulations codées en treillis de Ungerboeck (MCT). On note par exemple qu'il faut mieux utiliser une modulation 8-PSK avec un rendement $R = 2/3$ (avec un codage MCT) qu'une
10 modulation 4-PSK avec un rendement $R = 8/9$ (codage MCT).

Le système de l'invention permet également d'agir sur le type de modulation de chaque porteuse. Celle-ci sera caractérisée par le nombre de bits n_{bi} porté par état de modulation. Une porteuse i comportera donc $2^{n_{bi}}$ états.

Au débit D_i correspond donc en sortie du codeur un débit D_i/R_i , à
15 répartir sur N_i porteuses modulées à $2^{n_{bi}}$ états, avec les relations suivantes :

$$N = \sum_{i=1}^n N_i$$

$$20 \quad N_i = (D_i \cdot t_s) / R_i \cdot n_{bi}$$

On cherchera, pour être optimal, à adapter D_i et t_s de façon à ce que N_i soit un nombre entier.

Si on applique le principe de la modulation codée en treillis décrit par C. Ungerboeck dans "Channel coding with multilevel phase signal" (codage de canal
25 pour signal à plusieurs niveaux de phase), IEEE Transactions, Information theory, vol. IT.28, janvier 1982, c'est-à-dire l'association optimale de mots codés de $n_i + 1$ bits sortant d'un codeur de rendement $R_i = n_i/(n_i + 1)$ aux états de la constellation de modulation 2^{n_i+1} états de manière à maximiser la distance entre signaux, on a également la relation suivante :

$$30 \quad n_{bi} = n_i + 1$$

soit encore : $R_i \cdot n_{bi} = n_i$

L'association optimale entre mots codés et états de modulation par le codage en treillis permet, à efficacité spectrale égale, un gain de codage important

par rapport à un système de modulation ayant une constellation à 2^n états sans codage.

La figure 2 présente le schéma de principe d'un dispositif d'émission de n sources de données S_1 à S_n selon l'invention, à n types de modulation, et donc n rendements de codage R_i différents.

Après l'opération 20_i (i variant de 1 à n) de codage de chaque série de données de débit D_i avec un rendement R_i , et d'allocation 21_i optimisée d'un état de modulation selon la méthode d'Ungerboeck, on obtient donc des symboles complexes $c_{j,k}^{(i)}$, appartenant à un alphabet comportant 2^{n_i+1} états. Les symboles $c_{j,k}^{(i)}$ sont ensuite entrelacés (22_i) en temps et en fréquence, puis, selon le procédé connu COFDM, subissent une transformée 23 de Fourier inverse, pour fournir le signal à émettre :

$$x(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^n \sum_{k \in \mathcal{L}_i} C_{j,k}^{(i)} \varphi_{j,k}(t)$$

avec :

$$\text{card}(\mathcal{L}_i) = N_i$$

$$\varphi_{j,k}(t) = g_k(t - jts) \text{ pour } 0 \leq t \leq ts$$

$$g_k(t) = e^{2i\pi f_k t} \text{ pour } 0 \leq t \leq ts$$

0 ailleurs

$$f_k = f_0 + k/ts$$

i : indice de l'alphabet de modulation

j : indice temporel des symboles

k : indice des porteuses.

A la réception, les échantillons complexes reçus après démodulation et transformée de Fourier discrète sont de la forme :

$$Y_{j,k}^{(i)} = H_{j,k} \cdot C_{j,k}^{(i)} + N_{j,k}$$

où $N_{j,k}$ représente un bruit gaussien complexe et $H_{j,k}$ la réponse du canal.

Chaque processus de décodage, associé à l'indice i, minimise alors, selon le critère de maximum de vraisemblance a posteriori, l'expression :

$$\sum \sum || Y_{j,k}^{(i)} - H_{j,k} C_{j,k}^{(i)} ||^2 / 2 \sigma_{j,k}^2$$

où $\sigma_{j,k}^2$ est la variance de chaque composante de bruit gaussien complexe $N_{j,k}$.

L'invention ne se limite pas à l'utilisation de plusieurs types de modulation.

Il est notamment possible d'utiliser également la technique de poinçonnage, ou toute autre technique permettant d'adapter le rendement de codage, avec un ou plusieurs types de modulation.

5 La figure 3 présente le synoptique général d'une chaîne d'émission et de réception selon l'invention, mettant en oeuvre plusieurs modulations, et la technique de poinçonnage RCPC.

Ce système réalise le codage différencié de cinq sources de données S1 à S5 nécessitant des niveaux de protection contre les erreurs de transmission distincts et décroissants.

10 Les trois premières sources de données S1, S2 et S3 sont codées selon une modulation 4-PSK 31₁, 31₂ et 31₃ avec des codes poinçonnés de rendements respectifs $R1 = 1/4$, $R2 = 1/2$ et $R3 = 3/4$ dans les codeurs 30₁, 30₂ et 30₃.

15 La source de données S4 est traitée par un codeur 30₄ en treillis à rendement $R4 = 2/3$, et une modulation 8-PSK 31₄, et la source de données S5 par un codeur 30₅ en treillis à rendement $R5 = 5/6$ et une modulation 64-QAM 31₅ (modulation d'amplitude en quadrature à 64 états), toutes deux traitées selon une technique de modulation en treillis.

20 Avantageusement, les polynômes générateurs des codeurs 30₄ et 30₅ sont identiques de façon que les données codées puissent être décodées, à la réception par un seul décodeur 37, si celui-ci est réalisé de manière suffisamment paramétable.

Suivant la technique connue du codage COFDM, les différentes données codées sont soumises à une transformation 32 de Fourier rapide inverse (FFT⁻¹), puis émise dans le canal 33 de transmission.

25 A la réception, la démodulation 34 peut être soit différentielle (pour les modulations PSK), ainsi que cela est fait dans le système de radiodiffusion décrit dans les demandes de brevets français 86.09622 et 86.13271, déjà mentionnées, soit de façon cohérente, ainsi que cela est présenté dans la demande française 90.01492 du 06.02.1990 au nom des mêmes déposants. Il est clair qu'une modulation QAM
30 ne peut en revanche être démodulée que de façon cohérente.

Dans ce dernier cas, une méthode consiste à introduire dans le multiplex

transmis un motif de synchronisation fréquentiel, récurrent dans le temps, permettant aux décodeurs de récupérer une référence de phase et/ou d'amplitude.

La partie réception comprend ensuite une transformation 35 de Fourier rapide (FFT), réalisant l'opération inverse de la FFT⁻¹ 32, puis le décodage proprement dit.

Le choix de polynômes générateurs de codage identiques permet de limiter le nombre de décodeurs dans le récepteur.

Ainsi dans l'exemple donné, les trois sources S1, S2 et S3 pourront être décodées par le décodeur de Viterbi 36. Les deux sources S4 et S5 traitées par les deux décodeurs 30₄ et 30₅ en treillis ayant les mêmes polynômes, pourront aussi être décodées par le même décodeur 37 de Ungerboeck.

Le système COFDM utilise pleinement les deux dimensions temporelle et fréquentielle par son caractère large bande, et grâce à l'entrelacement temps-fréquence qui, associé au procédé de désentrelacement à la réception, permet d'obtenir à l'entrée du décodeur l'indépendance statistique maximale des échantillons successifs vis à vis des perturbations dues à la transmission.

Le procédé de l'invention permet de ne rien perdre en termes d'indépendance en fréquence, si l'on utilise un multiplexage fréquentiel optimal des différents peignes de porteuses associées aux différentes sources Di.

Pour cela, on entrelace les différents jeux de porteuses selon l'axe fréquentiel. Par exemple, dans le cas de trois sources différentes, le multiplexage pourra être tel que présenté en figure 4, pour les trois jeux de porteuses J1, J2, J3. Dans ce cas, chacun des trois jeux de porteuses bénéficie de l'indépendance en fréquence, liée à la largeur de bande totale.

Ainsi, le procédé de l'invention reste optimal pour chaque source Di en termes de puissance et d'efficacité spectrale.

L'approche décrite par Ungerboeck, définissant les bons codes et reposant sur l'association optimale des mots codés aux états de la constellation selon le critère de maximisation de distance entre signaux, permet d'organiser les performances indépendamment pour chacune des sources Di.

On présente ci-dessous un exemple d'application chiffré, applicable

notamment à la diffusion de séquences d'images réparties en deux trains d'éléments de données complémentaires b1 et b2, telle que décrit dans la demande de brevet conjointe de même date de dépôt au nom des mêmes déposants.

5 Dans ce cas, les paramètres de modulation et de codage sont fixés. Les dispositifs décrits sont néanmoins adaptables à un choix différent de ces paramètres.

On utilise un canal de transmission identique à celui utilisé dans le système de radiodiffusion sonore déjà réalisé. La largeur disponible du canal de transmission est $B = N/t_s = 7 \text{ MHz}$. La longueur des symboles $T_s = 80 \mu s$ (comprenant la durée du signal utile $t_s = 64 \mu s$ et un intervalle de garde $\Delta = 16 \mu s$). Le nombre de porteuses du multiplex N est alors égal à 448.

On se propose donc d'utiliser deux niveaux de protection différents vis à vis des erreurs de transmission :

15 - le premier niveau, associé au premier train de données b1, correspond au procédé qui a été utilisé lors de la première mise en oeuvre du codage COFDM dans le système de radiodiffusion connu. Ses paramètres sont les suivants :

- modulation de phase à quatre états, démodulée en cohérent, soit une efficacité spectrale $nb_1 = 2$ éléments binaires par Hertz (eb/Hz),
- 20 rendement de code $R_1 = 1/2$,
- nombre de porteuses du multiplex OFDM associé égal à N1.

Le débit utile transmis D1 est donc égal à :

$$D1 = nb_1 \times R_1 \times (N1/t_s) \times (t_s/T_s) = 2 \times (1/2) \times (N1/t_s) \times (4/5).$$

Si on fixe $N1 = 224$, soit la moitié des porteuses disponibles on obtient un débit utile $D1 = 2,8 \text{ Mbit/s}$.

- Le deuxième niveau de protection, associé au second train de données b2, fait appel aux techniques des modulations codées en treillis (Ungerboeck) en associant plus étroitement un code en treillis à une modulation à grand nombre d'états. Ses paramètres sont les suivants :

- 30 modulation de phase à huit états démodulée en cohérent, soit une efficacité spectrale $nb_2 = 3 \text{ eb/Hz}$,

- . rendement du code $R2 = 2/3$,
- . le nombre de porteuses est $N2$.

Le débit utile transmis $D2$ bénéficiant de ce deuxième niveau de protection est égal à :

$$5 \quad D2 = nb_2 \times R2 \times (N2/ts) \times (ts/Ts) = 3 \times (1/2) \times (N2/ts) \times 4/5$$

Si on fixe $N2 = 224$, on obtient :

$$D2 = 5,6 \text{ Mbit/s.}$$

Les deux trains de données $b1$ et $b2$ comprennent préférentiellement des données d'importances différentes, notamment selon un critère psychovisuel. Le procédé de l'invention permet de transmettre les données les plus pertinentes, correspondant au train $b1$, à l'aide d'un codage suffisamment robuste. Les données moins importantes du train $b2$ sont émises avec un niveau de protection contre les erreurs de transmission moins bon, ce qui est peu gênant, et avec un débit utile $D2$ double.

15 La figure 5 présente le schéma de principe d'un équipement d'émission correspondant à l'exemple décrit ci-dessus.

Les données 50 issues de la source sont séparées en deux trains binaires $b1$ et $b2$, de débits respectifs $D1$, $D2$, par un module de répartition 51.

20 Le premier train binaire $b1$ est traité de façon analogue à celle mise en oeuvre lors de la première réalisation du système COFDM. On effectue donc un codage convolutif 52, de rendement $R1 = 1/2$, puis un entrelacement temps/fréquence 53, suivi du codage binaire à signal 54. On obtient alors des données complexes $C_{j,k}$, qui sont traitées pour l'émission dans le module de modulation COFDM 56.

25 Le second train binaire $b2$ subit un codage 57 convolutif de type Ungerboeck, ou codage en treillis, à 2^{k-1} états, k étant la longueur de contrainte, et de rendement $2/3$, puis une opération 58 d'association à chaque triplet de bits issus du codeur en treillis 57 un signal a_n de la constellation de la modulation de phase à états de phase, selon la méthode décrite par Ungerboeck sous le nom de "set partitioning" dans le document déjà mentionné.

30 Le signal a_n peut s'écrire : $a_n = e^{jk\pi/8 + \pi/16}$, $k \in \{0, \dots, 7\}$.

Ce signal a_n est ensuite entrelacé en temps et fréquence (59) puis dirigé vers le module 56 de modulation COFDM.

De façon connue, ce module 56 réalise notamment une transformation de Fourier rapide inverse, sur des blocs de 512 mots complexes et une conversion numérique - analogique.

Les échantillons complexes résultants modulent ensuite une porteuse en phase et en quadrature, pour produire le signal 60 à émettre.

La figure 6 présente le schéma de principe de l'équipement de réception complet correspondant à l'émetteur décrit ci-dessus. Le signal reçu 60 est traité par le module 61 de démodulation COFDM, qui réalise notamment un filtrage de canal, une démodulation sur deux voies en quadrature par rapport à sa fréquence centrale, une numérisation et un traitement par un processeur de traitement du signal qui réalise une transformation de Fourier rapide (FFT).

Une fonction 62 d'estimation des porteuses du multiplex OFDM permet de réaliser la projection 63 sur les deux axes du plan complexe, à l'aide des mots de synchronisation fréquentielle, de façon à effectuer une démodulation cohérente.

Les deux trains b1 et b2 d'information sont ensuite décodés séparément. Le train b1 subit un désentrelacement temps-fréquence 64, puis est décodé par un décodeur de Viterbi 65. Le second train b2 est également désentrelacé (66) en temps et en fréquence, et décodé par un décodeur de Ungerboeck 67. Les données issues des deux décodeurs 65 et 67 sont ensuite regroupées, par un multiplexeur 68, de façon à fournir le signal 69 de données complet.

Dans l'exemple décrit, concernant la diffusion d'images numériques, il est possible de réaliser un second type de récepteur, plus simple, ne comprenant que le traitement lié au train d'information b1. Si la répartition entre les deux trains b1 et b2 est réalisée de façon judicieuse, il est en effet possible de reconstruire des images à l'aide du seul train b1. Evidemment, ces images seront de qualité inférieure, mais cependant, acceptable, notamment sur des écrans de petite taille.

Ces récepteurs utilisant le seul train b1, qui est codé de façon plus robuste, peuvent en particulier être utilisés dans des conditions de réception difficiles, telles que la réception dans des mobiles en milieu urbain.

Il est clair que l'exemple décrit ci-dessus n'est nullement limitatif de l'invention. Le nombre de sources d'information ou de trains de données à traiter avec des niveaux de protection distincts, peut être quelconque. Le niveau de protection peut être adapté soit en agissant sur le rendement de code utilisé, soit
5 sur le type de modulation. Par ailleurs, l'invention ne s'applique pas seulement à la diffusion d'images numériques, mais également à la diffusion sonore, et, plus généralement, à la diffusion de tout type d'informations numériques. Elle permet de traiter de façon différenciée aussi bien des sous-ensembles d'un même programme, que des programmes complètement indépendants.

10 Dans un autre mode de réalisation, la modulation et/ou le rendement de codage affectés à chaque porteuse ou jeu de porteuses peut être variable, par exemple en fonction de l'importance des informations à transmettre à chaque instant. De façon à permettre aux récepteurs de connaître la modulation et/ou le rendement sélectionnés, on génère à l'émission des données d'assistance. Ces
15 données d'assistance doivent permettre au récepteur de fonctionner, en particulier dans le cas de réception sonore ou audiovisuelle, dès qu'il est mis en fonction. Cela peut être réalisé, par exemple, par l'affectation de certaines porteuses à la transmission des données d'assistance.

20

REVENDICATIONS

- 5 1. Dispositif de transmission de données numériques à au moins deux niveaux de protection, du type assurant la répartition des données à transmettre sous forme d'éléments numériques dans l'espace temps-fréquence et l'émission de symboles constitués chacun d'un multiplex de N porteuses orthogonales modulées par un jeu desdits éléments numériques, et transmis simultanément, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de codage canal comprenant au moins
- 10 deux types de modulation ($20_i, 21_i ; 31_i$) et/ou au moins deux rendements de codage (30_i).
2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit multiplex de N porteuses est divisé en au moins deux jeux de porteuses ($J1, J2, J3$), à chacun desdits jeux étant affecté un type de modulation ($20_i, 21_i ; 31_i$) différent et/ou un
- 15 codage (30_i) avec rendement de codage différent.
3. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce que lesdits jeux de porteuses ($J1, J2, J3$) sont entrelacés selon l'axe fréquentiel.
4. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce qu'il comprend, pour au moins une desdites porteuses, des moyens de
- 20 sélection entre au moins deux types de modulation ($20_i, 21_i ; 31_i$) et/ou entre au moins deux rendements de codage (30_i) en fonction du débit de transmission et des perturbations affectant le canal.
5. Dispositif selon la revendication 4, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens de génération de données d'assistance permettant, dans des récepteurs, de
- 25 connaître pour chaque train de données numériques reçu, les types de modulation et/ou les rendements de codage (30_i) sélectionnés correspondants.
6. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que lesdits types de modulation ($20_i, 21_i ; 31_i$) sont des modulations de phase et/ou d'amplitude.
- 30 7. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que lesdits niveaux de rendement de codage (30_i) sont obtenus par des

moyens de poçonnage à rendement variable du code source.

5 8. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce qu'il comprend, pour au moins une desdites porteuses, des moyens (57) d'association optimale des éléments numériques codés aux états de la constellation de la modulation, selon la technique dite des modulations codées en treillis.

9. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens d'insertion d'un motif de synchronisation fréquentiel récurrent dans le temps, permettant d'effectuer une démodulation cohérente (62,63) dans lesdits récepteurs.

10 10. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce qu'il comprend au moins deux codeurs canal ($30_4, 30_5$) utilisant des polynômes générateurs identiques.

15 11. Dispositif de réception de données numériques transmises selon le dispositif de l'une quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce qu'il comprend autant de décodeurs (36,37) que ledit dispositif de transmission comprend de codeurs ayant des polynômes générateurs différents.

1/3

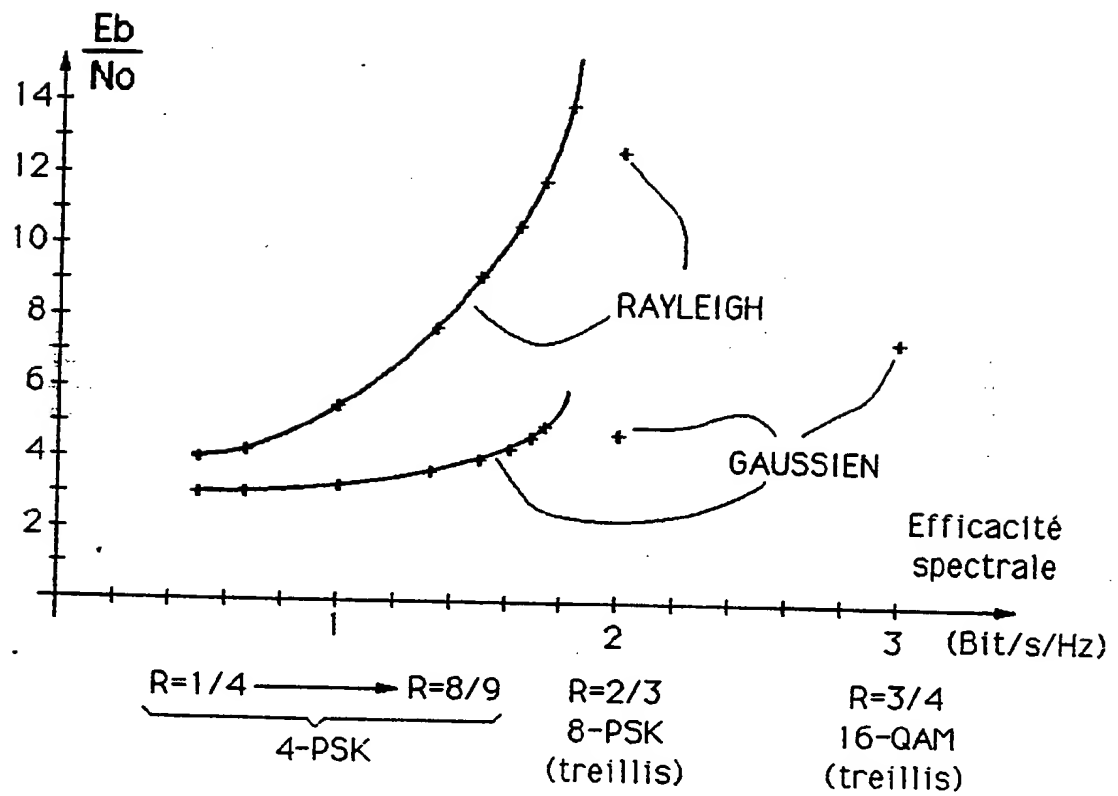


Fig. 1

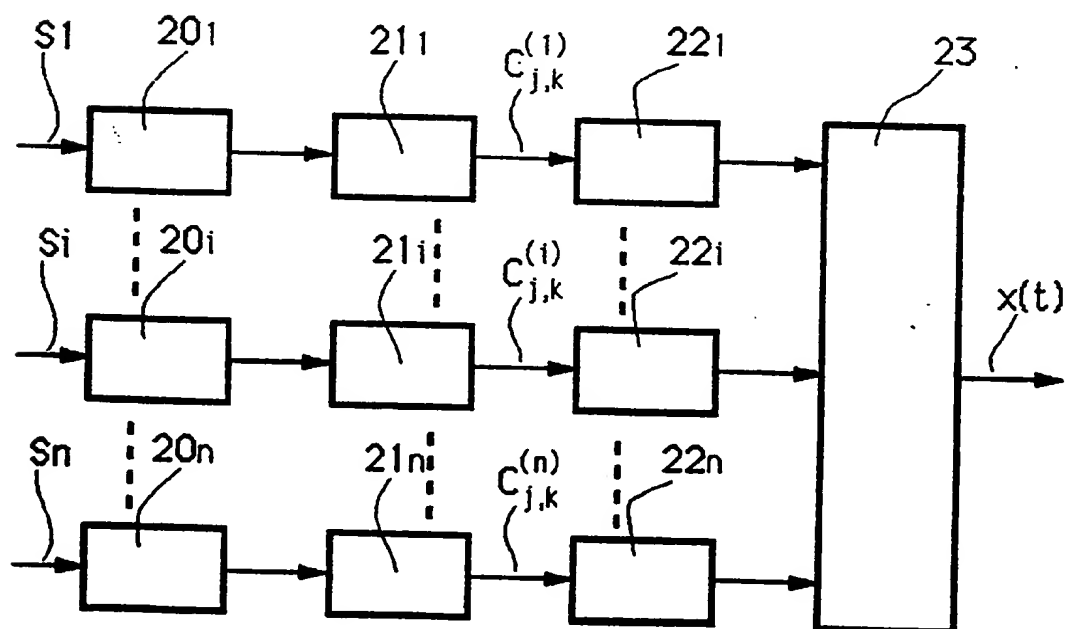
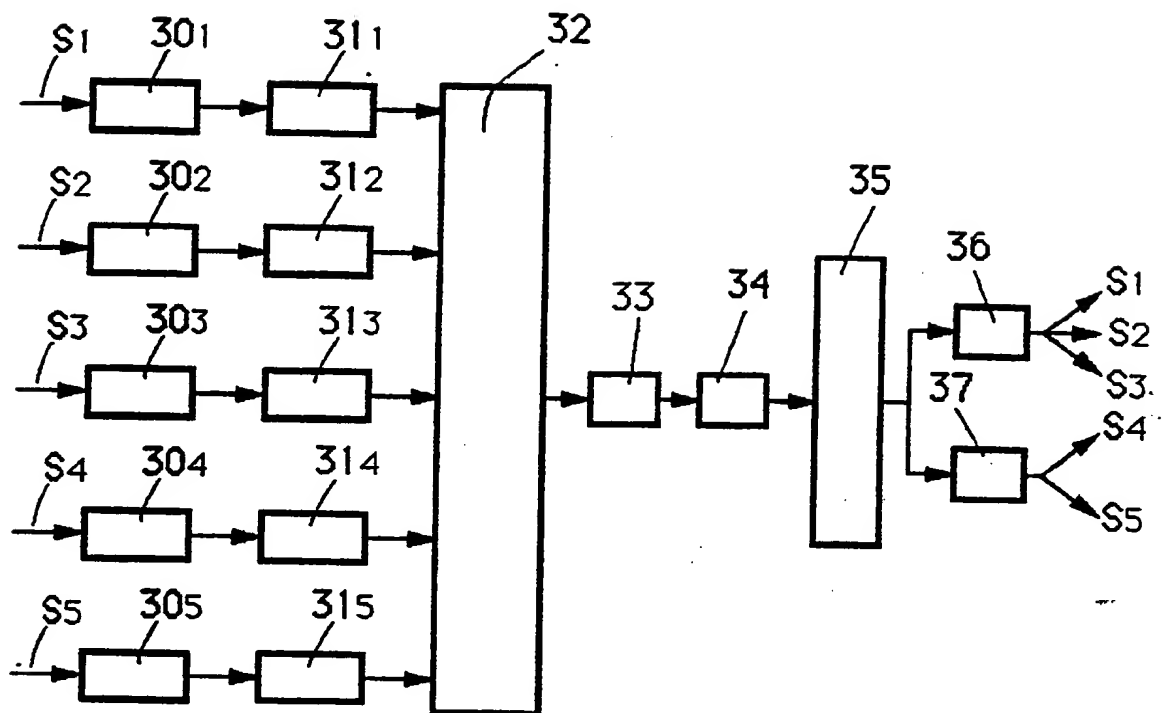
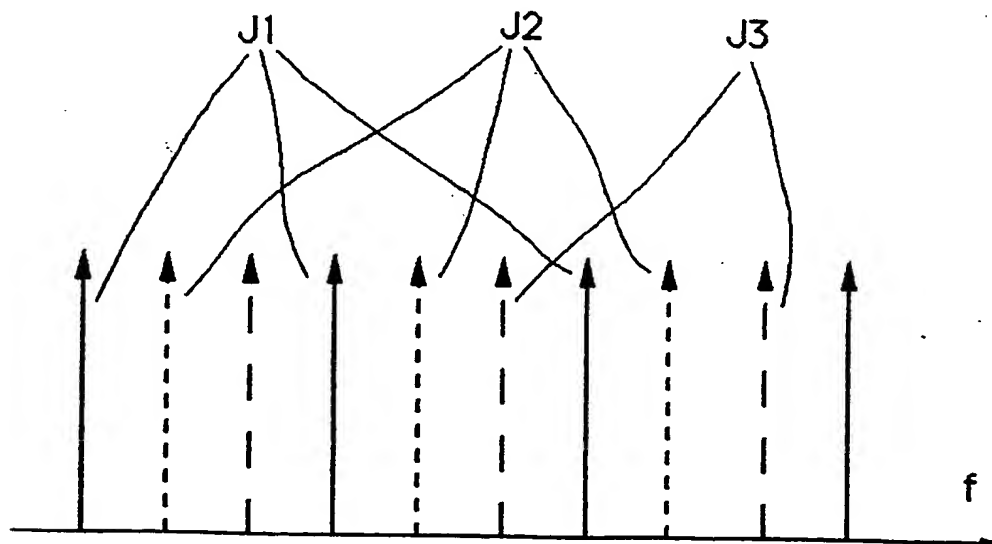


Fig. 2

2/3

Fig. 3Fig. 4

This Page Blank (uspto)